

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-117403

(43)Date of publication of application : 06.05.1998

(51)Int.Cl.

B60L 11/08
 B60L 11/12
 H02J 7/00
 H02M 7/219
 H02M 7/5387
 H02M 7/797
 H02P 7/63

(21)Application number : 08-268264

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 09.10.1996

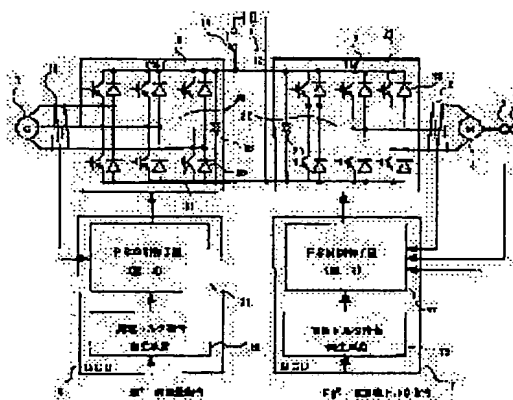
(72)Inventor : OBARA SANSHIRO
 MATSUDAIRA NOBUNORI
 KATADA HIROSHI
 MIYAZAKI TAIZO

(54) HYBRID DRIVE SYSTEM FOR ELECTRIC CAR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make a generator control system highly responsive for charging a battery, almost equal to that of a motor control system for motor vehicle driving by providing the same main circuit configuration for each reverse converter and forward converter as the power converters for driving AC machines used for motors and generators.

SOLUTION: A motor 1 is a permanent magnet-type synchronous motor, and as a power converter, it is a reverse converter, that is, an inverter. A generator 7 is a permanent magnet-type synchronous generator and uses a forward converter, that is, a converter as a power converter. Here, the inverter and converter have the same main circuit configuration. That is, the inverter and converter are respectively constituted with 6 power elements 21, 81 and diodes 20 and 80 connected in parallel to each power element. Moreover it is equipped with three-phase bridge circuits 22 and 82, controlling currents flowing to the winding of each phase of U, V, W or motor 1 or generator 7 and one pair of smoothing capacitors 23, 83.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-117403

(43) 公開日 平成10年(1998) 5月 6 日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

B 6 0 L 11/08

B 6 0 L 11/08

11/12

11/12

H 0 2 J 7/00

H 0 2 J 7/00

J

H 0 2 M 7/219

H 0 2 M 7/219

P

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 17 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平8-268264

(22) 出願日

平成 8 年(1996) 10 月 9 日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(72) 発明者 小原 三四郎

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株

式会社日立製作所自動車機器事業部内

(72) 発明者 松平 信紀

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株

式会社日立製作所自動車機器事業部内

(72) 発明者 片田 寛

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株

式会社日立製作所自動車機器事業部内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

最終頁に続く

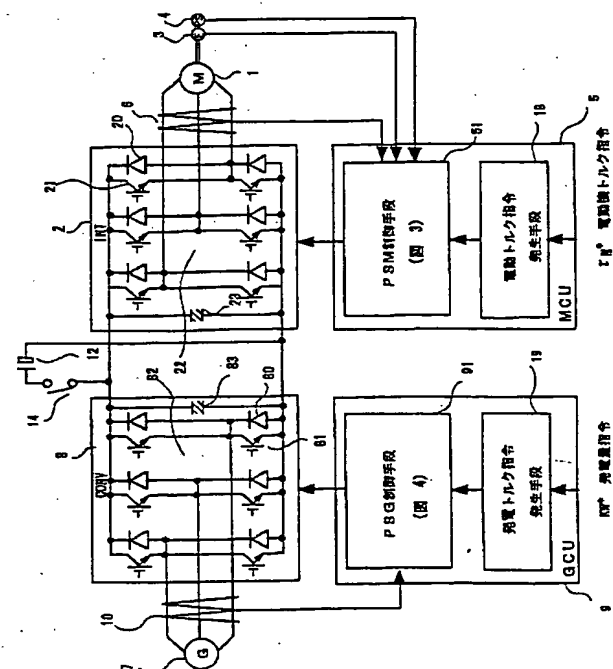
(54) 【発明の名称】 電気車用ハイブリッド駆動システム

(57) 【要約】

【課題】 バッテリーを充電する発電機制御系を、車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化するとともに、発電機制御システムの構成を簡単にして、省スペース化を図る。

【解決手段】 エンジンに接続された発電機、バッテリーそして車両駆動用電動機で構成された電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、発電機、電動機にそれぞれ交流電動機及び交流発電機を用いる。また、これらの交流機を駆動する逆変換器、順変換器各々の電力変換器を同一主回路構成とする。主回路構成としては、例えば6ヶのパワー素子を用いた3相ブリッジ回路とし、これら主回路のパワー素子の変調方式を同一とする。

図 2



【特許請求の範囲】

【請求項1】 エンジンによって駆動される交流発電機と、前記発電機もしくはバッテリーを主電源とする車両駆動用交流電動機と、電力変換器を含む前記発電機及び前記電動機の駆動回路とで構成された電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記電力変換器は、前記発電機と前記バッテリー間に配置され、交流を直流に変換する順変換器と、前記電動機と前記バッテリー間に配置され、直流を交流に変換する逆変換器とからなり、かつ同一の主回路構成から構成されていることを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項2】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記主回路を、6個のパワー素子を用いた3相ブリッチ回路で構成したことを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項3】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記主回路のパワー素子の変調方式を同一としたことを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項4】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記交流電動機、交流発電機の電流制御方式を同一の励磁成分とトルク成分で示す d q 軸電流制御にすることを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項5】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記主回路を、6個のパワー素子を用いた3相ブリッチ回路で構成し、前記パワー素子の変調方式を同一とし、前記交流電動機、交流発電機の電流制御方式を同一の励磁成分とトルク成分で示す d q 軸電流制御にすることを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項6】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記両変換器の d q 軸電流制御系の応答特性を同一にしたことを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項7】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記交流発電機の電流制御方式として、エンジンがアイドリング状態では前記発電機の誘起電圧のゼロ検出信号をもとに電流制御処理で使用する位相信号を生成することを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【請求項8】 請求項1記載の電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、前記交流発電機の電流制御方式として、発電制御状態では d q 軸電流制御処理の内部データである交流電圧指令信号の位相信号を用いて、電流制御処理で使用する位相信号を作成することを特徴とする電気車用ハイブリッド駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明はハイブリッド駆動電気車に係わり、特に、ガソリンエンジン、発電機、電動機そしてバッテリーで構成したハイブリッド駆動システムに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 電気車用ハイブリッド駆動システムは一般に、エンジンによって駆動される発電機と、バッテリーと、発電機もしくはバッテリーを電源とする車両駆動用電動機と、発電機及び電動機の各駆動回路とで構成され、各駆動回路が電力変換器を含む構成となっている。車両の駆動方式としては、エンジンと発電機及び電動機が直列接続されるシリーズ型と、エンジンと発電機及び電動機とが並列接続されるパラレル型とが知られている。シリーズ型では、車両は常に電動機で駆動され、電動機の電源をバッテリーもしくはエンジンに接続された発電機から得ると共にエンジンに接続された発電機によりバッテリーを充電する。一方、パラレル型では、車両が電動機もしくはエンジンで駆動され、電動機の電源はバッテリーから得る。

【0003】 この種のハイブリッド駆動システムの公知例として、たとえば特開平7-336809号公報に記載されたものがある。上記公知例はシリーズ型のハイブリッド駆動システムであり、エンジン、発電機そしてダイオード整流回路によりバッテリーを充電する構成となっている。この構成では、発電機の出力応答特性は、エンジンの応答性及び発電機の界磁電流の応答性で決まる。

【0004】 一般に、エンジンは電気機器に比べて応答速度が遅い。また、界磁型の発電機は界磁巻線特有の応答遅れが有る。そのため、電動機の駆動回路とインバータで構成した電動機制御系の応答性に比べて、発電機制御系の応答性が低く、高応答化は期待できないと考えられる。

【0005】 また、交流発電機の電流制御のために、角度センサや磁極位置センサの出力を利用するため、発電機制御システムの構成が複雑になり、設置スペースを必要としている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 本発明の目的は、ハイブリッド駆動システムにおいて、バッテリーを充電する発電機制御系を、車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化することにある。本発明の他の目的は、ハイブリッド駆動システムにおいて、発電機制御システムの構成を簡単にして、省スペース化を図ることにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】 本発明の特徴は、エンジンに接続された発電機、バッテリー及び車両駆動用電動機で構成された電気車用ハイブリッド駆動システムにおいて、電動機及び発電機に交流機を用い、これら交流機を駆動する電力変換器としての逆変換器、順変換器各々を同一の主回路構成としたハイブリッド駆動システムに

ある。

【0008】本発明の他の特徴は、上記ハイブリッド駆動システムにおいて、主回路構成として6ヶのパワー素子を用いた3相ブリッチ回路とすることにある。

【0009】本発明の他の特徴は、上記ハイブリッド駆動システムにおいて、これら主回路のパワー素子の変調方式を同一とすることにある。

【0010】本発明の他の特徴は、上記ハイブリッド駆動システムにおいて、交流電動機と交流発電機の電流制御方式を同一の励磁成分とトルク成分で示す d q 軸電流制御とすることにある。

【0011】本発明の他の特徴は、上記ハイブリッド駆動システムにおいて、両変換器の直流成分電流制御系の応答を同一にすることにある。

【0012】本発明の他の特徴は、上記ハイブリッド駆動システムにおいて、エンジンがアイドリング状態では発電機の誘起電圧を、発電制御状態では d q 軸電流制御処理の内部データである交流電圧指令信号の位相信号を用いて電流制御処理で使用する位相信号を作成することにある。

【0013】本発明によれば、交流機を駆動する逆変換器、順変換器各々の電力変換器を同一主回路構成としたことにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を、車両駆動用の電動機制御系と同じ程度に高応答化することが可能となる。

【0014】また、上記同一主回路構成の制御方式も同じとすることにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答特性を、より一層高応答化することが可能となる。また、交流発電機の電流制御方式を、角度センサや磁極位置センサで構成する回転センサを用いないセンサレス制御とすることにより、ハイブリッド駆動システムの省スペース化が可能となる。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、図によって本発明の実施例を説明する。まず、図1は、本発明の一実施例になる電気車用シリーズ型ハイブリッド駆動システムの構成を示すものである。電動機1は永久磁石型同期電動機であり、電力変換器として逆変換器すなわちインバータ2を用いる。永久磁石型同期電動機1には、その回転角度センサであるエンコーダ3及び磁極位置を検出する磁極位置検出器4が直結されている。電動機制御ユニット(MCU)5は、エンコーダ3と磁極位置検出器4の出力及び電流検出器6の出力に基づいてPWM信号を生成し、インバータ2を制御する。発電機7は永久磁石型同期発電機であり、電力変換器として順変換器すなわちコンバータ8を用いる。発電機制御ユニット(GCU)9は、電流検出器10の出力に基づいてPWM信号を生成し、コンバータ8を制御する。発電機制御ユニット9は、永久磁石型同期発電機7に回転センサを取り付けないセンサレス制御方式とする。

【0016】図1のシリーズ型ハイブリッド駆動システムにおいて、電気車は常に永久磁石型同期電動機1で駆動され、この電動機1の電源を、バッテリー12もしくはガソリンエンジン11で駆動される永久磁石型同期発電機7から得る。また、永久磁石型同期発電機7によりバッテリー12を充電する。エンジン11は、エンジン制御ユニット(ECU)13により制御される。14はコンタクト、30は車輪である。

【0017】ハイブリッド駆動システム制御部15は、アクセルペダル16及びブレーキペダル17の操作量に応じて電動機制御ユニット5に電動機トルク指令 τM^* を送り、電動機1がアクセルペダル16及びブレーキペダル17の操作量に対応したトルクを発生するように制御する。ハイブリッド駆動システム制御部15は、また、発電機制御ユニット9及びエンジン制御ユニット13にそれぞれ、発電指令 KW^* 、エンジン回転数指令 $N E^*$ を送り、バッテリー12もしくは電動機1に所定の電力が供給されるように、発電機7の発電量及びエンジン11の回転数を制御する。

【0018】図2に示すように、インバータ2とコンバータ8は同一の主回路構成となっている。すなわち、インバータ2とコンバータ8はそれぞれ、6個のパワー素子(IGBT)20、80と各パワー素子に並列に接続されたダイオード21、81を用いて構成され、電動機1もしくは発電機7のU、V、W各相の巻線に流れる電流を制御する3相ブリッチ回路22、82と、1個の平滑コンデンサ23、83とを備えている。ただしインバータ2の容量は、コンバータ8の容量の数倍あるので、主回路を構成する各要素(20と80、21と81、23と83)の容量はそれぞれ異なる。

【0019】電動機制御ユニット5は、電流検出器6、磁極位置検出手段4及びエンコーダ3の各検出値と、トルク指令発生手段18から送られてきたトルク指令値 τM^* を基に、インバータ2のパワー素子を制御するPWM信号を生成する。

【0020】図3に、電動機制御ユニット5の内部処理のブロック図を示す。電動機制御ユニット5は、 $I d I q$ 検出器202、 $I d I q$ 電流制御手段204、2/3相変換手段206、PWM制御手段208及び位相演算手段210、速度演算手段212を備えている。速度演算手段212は、エンコーダ3に接続され、位相演算手段210は磁極位置検出手段4に接続されている。電動機制御ユニットはさらに、 $I q$ 制御手段224及び $I d$ 制御手段226を備えている。

【0021】電動機制御ユニット5において、トルク分電流に相当する q 軸電流の指令値 $I q^*$ は、トルク指令値 τM^* をもとに算出するための $I q$ 制御手段224で算出する。一方、 d 軸電流の指令値 $I d^*$ は、トルク指令値 τM^* とエンコーダ26からのパルス信号から速度演算手段212で演算した回転数をもとに、 $I d$ 制御手

段226を介して算出する。このようにして、電動機制御ユニットにおける I_d 、 I_q 制御手段は回転数をもとに高効率制御に必要な電流指令値 I_q^* 、 I_d^* を算出する。

【0022】 $I_d I_q$ 検出手段202は、電流検出器6で検出した電動機電流の3相交流電流について3相/2相の座標変換処理を行い、 d 、 q 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。これらの検出値と指令値 I_q^* 、 I_d^* をもとに、 $I_d I_q$ 電流制御手段204は、比例あるいは比例積分電流制御処理を行い、電圧指令値 V_q^* 、 V_d^* を算出する。

【0023】さらに、2/3相変換手段206において、2相/3相の座標変換して3相交流電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を算出する。PWM制御手段208はこの電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* から三角波信号の搬送波信号との比較処理を行って、インバータ2のPWM信号を発生し、インバータ2を駆動する。このようにして電動機1にPWM制御された電圧を印加することにより、電動機電流を電流指令値 I_q^* 、 I_d^* に制御する。

【0024】なお、2/3相変換処理206、 $I_d I_q$ 検出手段202の座標変換処理で使用する位相角 θ_1 、

$$\tau M = P_n [\{ E_0 + (1 - \rho) L_d I_d \} I_q] \quad \dots (1)$$

ただし、 P_n は定数、 ρ は L_q と L_d の比、 E_0 は誘起電圧である。

【0029】(1)式において、右辺第1項は同期トルク、第2項はリアクタンストルクと呼ばれている。

【0030】電動機への印加電圧一定とし、進み角 β を可変としたトルク特性は、図7に示すようになる。同期トルク及びリアクタンストルクの和が発生トルク τM である。このように(1)式の ρ が1よりも大きい逆突極特性をもつ同期電動機は進み角 β が45度付近で最大トルクを発生するので、この角度以上で制御される。このような動作で電気自動車は駆動される。

【0031】図4は、発電機制御ユニット9の構成例を示すブロック図である。発電機制御ユニット9は、 $I_d I_q$ 検出器302、 $I_d I_q$ 電流制御手段304、2/3相変換手段306、PWM制御手段308及び位相演算手段310、速度演算手段312を備えている。位相演算手段310及び速度演算手段312の入力信号は、アイドリングモードと発電モードを切り替えるモード切替手段314を介してゼロ検出器316もしくは318に選択的に接続される。発電モード時において、ゼロ検出器316は、2/3相変換手段306の出力である交流電圧指令値 V_u^* のゼロクロス点を検知する。また、ゼロ検出器318は、アイドリングモードにおいて、発電機7の出力端319から得られる発電機の誘起電圧のゼロクロス点を検出する。

【0032】発電機制御ユニット9はさらに、 I_q 制御手段324及び I_d 制御手段326を備えている。トル

θ_2 は、位相演算手段210において、電動機1の誘起電圧と同位相の信号を出力する磁極位置検出器4、回転角度信号(パルス信号)を出力するエンコーダ3の各出力から算出する。

【0025】この磁極位置検出器4の出力信号と電動機電流 I_1 、誘起電圧 E_0 に対する、電動機制御ユニット5内部の位相角 θ_1 、 θ_2 の位相関係を図5に示す。位相信号は、エンコーダ3のパルス信号を累積する位相演算手段210で演算され、鋸波状信号となる。磁極位置検出器4の出力信号である磁極位置信号は、電動機1の誘起電圧 E_0 と同期させる。このような処理を行うことによって、電動機1は、トルク指令値 τM^* のトルクで、かつ損失を最小とする、高効率で制御される。

【0026】そのときの電動機1のベクトル図を図6に示す。高効率点を得るための I_q^* 、 I_d^* により、最適な進み角 β ($\beta = \tan^{-1} (I_d^* / I_q^*)$)で制御される。なお、進み角 β の基準点は図5に示す t_0 時点であり、この t_0 時点で制御されている電流 I_1 を破線で示す。

【0027】電動機1の出力トルクは(1)式で示される。

【0028】

ク指令発生手段19は、発電量指令 KW^* と速度演算手段312で演算した発電機回転数 NG を基に、トルク指令 $\tau G^* = k \times KW^* / NG$ を生成する。ただし、 k は定数。

【0033】発電機制御ユニット9において、トルク分電流に相当する q 軸電流の指令値 I_q^* は、トルク指令値 τG^* と発電機回転数 NG をもとに I_q 制御手段324で算出する。また、 d 軸電流の指令値 I_d^* も、トルク指令値 τG^* と速度演算手段312で演算した回転数 NG をもとに、 I_d 制御手段326を介して算出する。

【0034】発電機制御ユニット9における I_q 制御手段324、 I_d 制御手段326は、回転数 NG をもとに高効率制御に必要な電流指令値 I_q^* 、 I_d^* を算出する。なお、本発明では回路構成を簡単にし、かつエンジンルームの限られたスペースファクタを考慮して、センサレス制御を採用している。すなわち、発電機7の速度 NG は、回転センサを用いて検知せず、次のように演算処理して求める。まず、シフトスイッチがアイドリングモードの時、エンジンはアイドリング回転数であり、コンバータ8を停止して発電制御を行わない。このときは、発電機7の出力端319から得られる発電機の誘起電圧のゼロ検出信号をもとに、位相演算や速度演算を行う。エンジンがアイドリング回転数より大きな回転数のときは発電モードに切り替えて発電制御開始とするために、位相演算手段310は、交流電圧指令 V_u^* をもとに位相演算を行う。このように、前記交流発電機の電流制御方式として、直流成分すなわち d 軸電流制御処理

の内部データである交流電圧指令 V_u^* の位相信号を用いて、電流制御処理で使用する位相信号 $E1$ 、 $E2$ を作成する。

【0035】 $I_d I_q$ 検出手段302は、発電機電流の3相交流電流をもとに位相信号 $\theta 2$ を用いて3相/2相の座標変換して d 、 q 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。これらの検出値と指令値 I_q^* 、 I_d^* をもとに $I_d I_q$ 電流制御手段304は、比例あるいは比例積分補償処理を行い、電圧指令値 V_q^* 、 V_d^* を算出する。

【0036】さらに、位相信号 $\theta 1$ を用いて2/3相変換手段306において、2相/3相の座標変換処理を行い、3相交流電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を算出する。PWM制御手段308はこの電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* から三角波信号の搬送波信号との比較処理を行って、コンバータ8のPWM信号を発生し、コンバータ8を駆動する。このようにして発電機にPWM制御された電圧を印加することにより、発電機電流を電流指令値 I_q^* 、 I_d^* に制御する。

【0037】次に、センサレス発電機制御の動作を図8から図10を用いて説明する。図8に、発電機7のベクトル図を示す。発電機システムは電動機システムに回生動作を行わせて、バッテリー12を充電する。従って、 q 軸電流 I_q が負、進み角 β は電気角で90度以上で動作する。さらに、発電機端子電圧 $V1$ は誘起電圧 $E0$ に対して相差角 δ だけ遅れている。

【0038】図9に示すように、3相交流電圧指令値 V_u^* のゼロクロス点 t をゼロ検出手段311で検出する。位相演算手段310はゼロクロス点 $t1$ 、 $t2$ で位相信号 $\theta 1$ を $\theta 11$ 、 $\theta 12$ に補正することにより、仮想の磁極位置信号 $PS-U$ （ U 相信号）に対して相差角 δ だけ遅れた位相信号 $\theta 1$ を算出する。この位相信号 $\theta 1$ をもとに、図4の d 軸電流制御系は発電機電流 i_u を仮想信号 $PS-U$ に対して進み角 β （ $\beta = \text{ATAN}(I_d/I_q)$ ）だけ進んだ電流に制御して発電機制御動作を行わせる。

【0039】相差角 δ は、図10に示すように、発電量 P に対して、予め、相差角 $\delta 1$ 、 $\delta 2$ の値を求め、位相演算手段310にマップ化して記憶保持しておくことにより、センサレス発電機制御が可能となる。図10の相差角特性において、同一回転数で発電量 P が小さい場合は、相差角 δ も矢印のように小さくなる。発電量指令 KW^* と発電機の回転数(min-1)が与えられれば、計算で求められる。そして、位相 $\theta 1 = 0$ あるいは $\theta 2$ すなわち、誘起電圧 $E0$ の位相を推定し、電流 I_q^* 、 I_d^* の制御処理で使用する位相信号 β を作成する。

【0040】このときの発電機のベクトル図を図8に示す。力行もしくは回生の各運転モードで常に高効率点を得るために、発電機電流を電流指令値 I_q^* 、 I_d^* に制御する。すなわち、 I_q^* 、 I_d^* が、最適進み角 β （ $\beta = \tan^{-1}(I_d^*/I_q^*)$ ）になるように

制御される。なお、進み角 β の基準点は図9に示す $t0$ 時点である。

【0041】図1に戻り、ハイブリッド駆動システム制御部15は、エンジン制御ユニット13にエンジン回転数指令 NE^* を出し、エンジンが所定回転数になるように制御する。また、アクセルペダル16の操作量に応じて、電動機制御ユニット5に電動機トルク指令 τM^* を送る。また、アクセルペダル16の操作量に対して、バッテリー12の状態に応じてエンジン回転数指令 NE^* と発電機制御ユニット9の発電量指令 KW^* を各ユニット9、13に送り、アクセルペダル16の操作量が増加或いは一定の時は電動機1を力行モードで動作させ、バッテリー12の充電を行い、車両の加速性を向上させる。

【0042】アクセルペダル16の操作量が減少した場合には、電動機1を回生モードで動作させ、バッテリー12の充電動作を停止させるような操作を行わせる。

【0043】以上述べた実施例から明らかとなり、本発明において、コンバータ8のパワー素子の変調方式は、たとえばPWM信号方式のように、インバータ2の場合と同一の方式である。また、発電機制御ユニット9は、電動機制御ユニット5と同じ構成、制御方式である。すなわち、電動機制御ユニット5と発電機制御ユニット9は、交流電動機、交流発電機の電流制御方式を同一とし、また、電流制御方式を励磁成分とトルク成分で示す dq 軸電流制御とする。上記のような構成及び制御方式とすることにより、両変換器の dq 軸電流制御系の応答を同一にする、あるいは任意の特性に選択することができる。以上の構成と動作を行うことにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を、車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化することが可能である。

【0044】図11及び図12は、本発明と従来例による電動機制御システムと発電機制御システムの応答性を示すものである。

【0045】まず、図11は、応答性を比較するために用いられる交流電動機の特性和運転パターンを示している。A点で交流電動機の回転数が NMA 、路面勾配で決まる負荷特性に見合ったトルクが τMA で走行中と仮定する。図12は、図11の状態からアクセルペダルをさらに踏み込む中間加速を仮定している。

【0046】この時、車両駆動系の様子は、図12に示すとおりである。実線が本発明、破線が従来例を示している。エンジンの回転数は、図12(a)のように常に NG で一定に制御されている。アクセルペダル16が

(f)のように $t0$ 時点で踏み込まれると、電動機は、加速のためのトルク指令 τM^* を、 τMA 、 τMB 、 τMC と増加させ、(d)に示すように $t1$ 時点で電動機回転数を NMB まで増大させる。すなわち、電動機のトルクは(e)のように一時的に増大し、その後減少して τMB で釣り合う。一方、発電量指令 KW^* は(b)に

示すように急速に立ち上がる。このとき、バッテリー電圧VBは、負荷の増加に伴って(c)のように、若干減少する。

【0047】本発明によれば、電動機制御システムと発電機制御システムの応答特性をほぼ同一にできるので、回転数NMAから中間加速しても、バッテリーを加速に必要な電力となるよう速やかに充電することができるので、図12(d)に破線で示したようなバッテリー電圧の大きな落ち込みがなく、電動機の回転数やトルグをスムーズに増大させることができ、高い加速応答性が得られる。

【0048】一方、従来の例において、界磁巻線で発電電圧を可変する発電機制御システムは、図12に破線で示したように、電動機制御システムの応答性に比べて同等の応答性が得られないので、破線で示すように、高速応答は期待出来ない。

【0049】図14は、本発明を、電気車用パラレル型ハイブリッド駆動システム構成に適用した例を示しており、ガソリンエンジンの駆動力と電動機駆動システムの駆動力で車両を駆動する。31はギアボックスである。この実施例でも、電動機制御ユニット5及び発電機制御ユニット9は、先の実施例で述べたのと同様に構成することにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を、車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化することが可能である。

【0050】

【発明の効果】本発明によれば、ハイブリッド駆動システムの発電機及び電動機を交流機とし、これら交流機を駆動する逆変換器及び順変換器各々の電力変換器を同一主回路構成としたことにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を、車両駆動用の電動機制御系と同じ程度に高応答化することが可能となり、高い加速応答性が得られる。

【0051】また、上記同一主回路構成の制御方式も同じとすることにより、バッテリーを充電する発電機制御

系の応答特性を、より一層高応答化することが可能となる。また、交流発電機の電流制御方式を、角度センサや磁極位置センサで構成する回転センサを用いないセンサレス制御とすることにより、ハイブリッド駆動システムの省スペース化を図ることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例になる電気車用シリーズ型ハイブリッド駆動システムの構成を示す図である。

【図2】図1の主回路の構成例を示す図である。

【図3】図1の電動機制御ユニットMCUの制御ブロック図である。

【図4】図1の発電機制御ユニットGCUの制御ブロック図である。

【図5】磁極位置検出器の出力信号とエンコーダの出力信号の位相関係を示す図である。

【図6】図5に対応する電動機のベクトル図である。

【図7】電動機の進み角 β とトルク特性の関係を示す図である。

【図8】発電機電動機のベクトル図である。

【図9】センサレス発電機制御の動作を説明するための図である。

【図10】相差角 δ と発電量指令KW*と発電機の回転数(rpm)の関係を示す図である。

【図11】図12の応答性を比較するために用いられる交流電動機の特性和運転パターンを示す図である。

【図12】本発明と従来例による制御による、加速時の交流発電機の制御系の応答性を比較した図である。

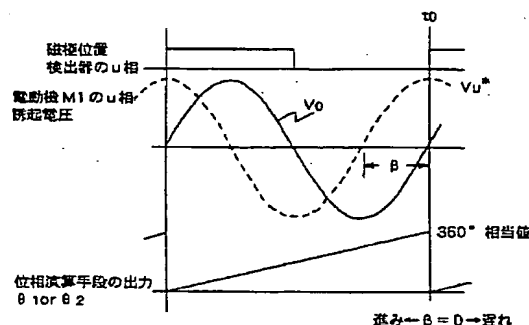
【図13】本発明の他の実施例になるパラレル型ハイブリッド駆動システム図である。

【符号の説明】

1…永久磁石型同期電動機、2…インバータ、5…電動機制御ユニット、7…永久磁石型同期発電機、8…コンバータ、9…発電機制御ユニット、11…ガソリンエンジン、12…バッテリー、13…エンジン制御ユニット、20…パワー素子。

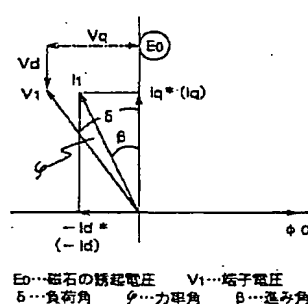
【図5】

図 5



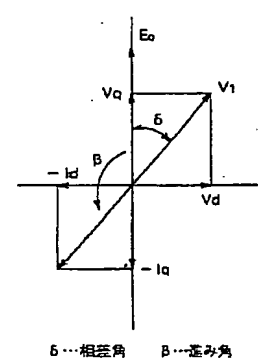
【図6】

図 6

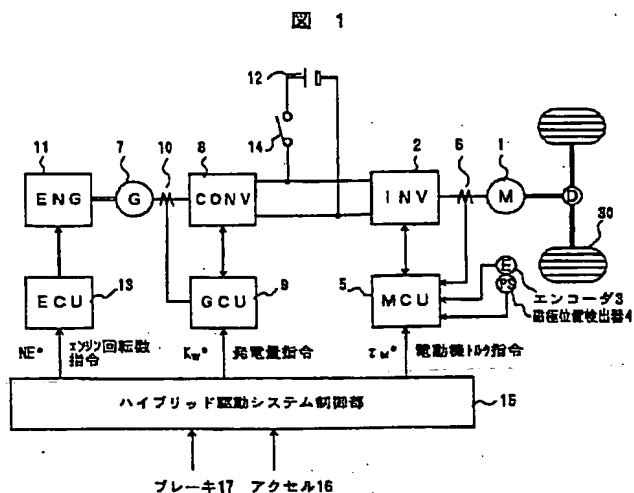


【図8】

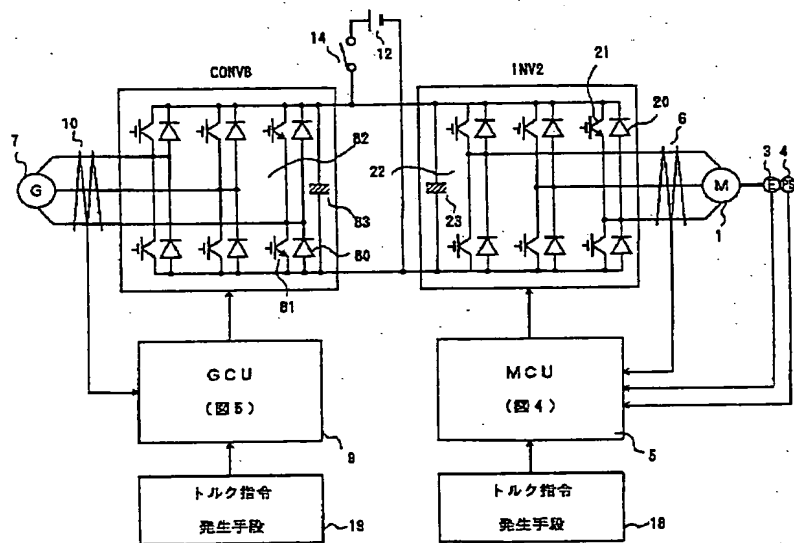
図 8



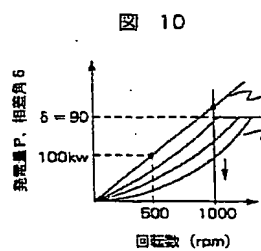
【図1】



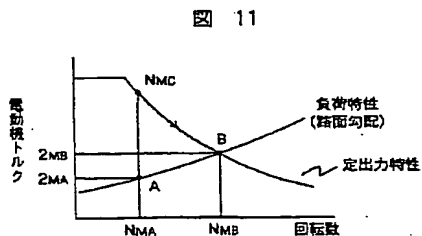
【図2】



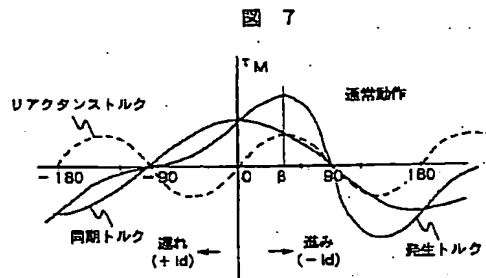
【図10】



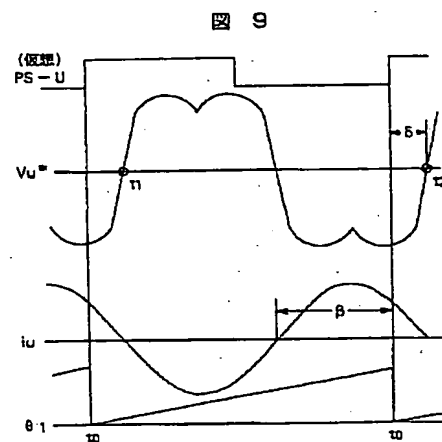
【図11】



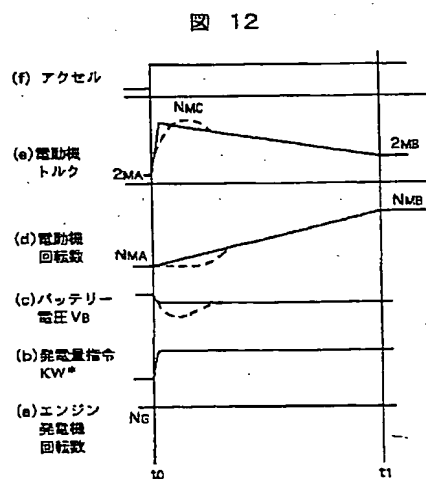
【図7】



【図9】

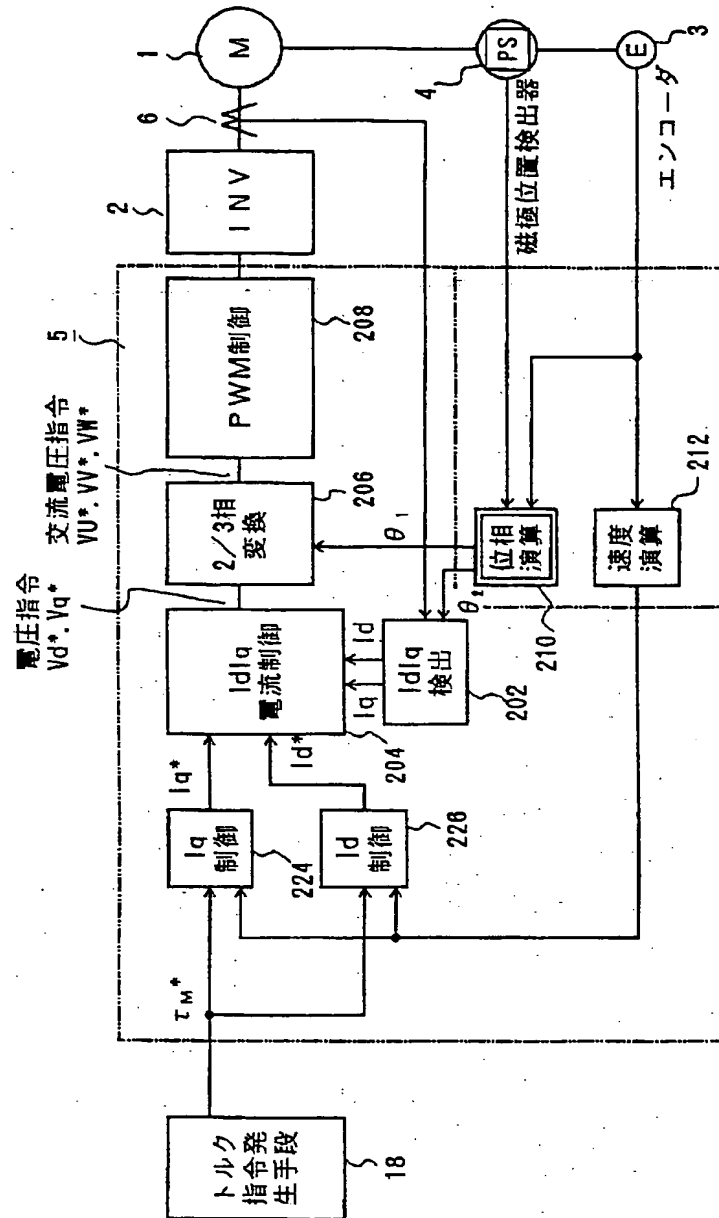


【図12】



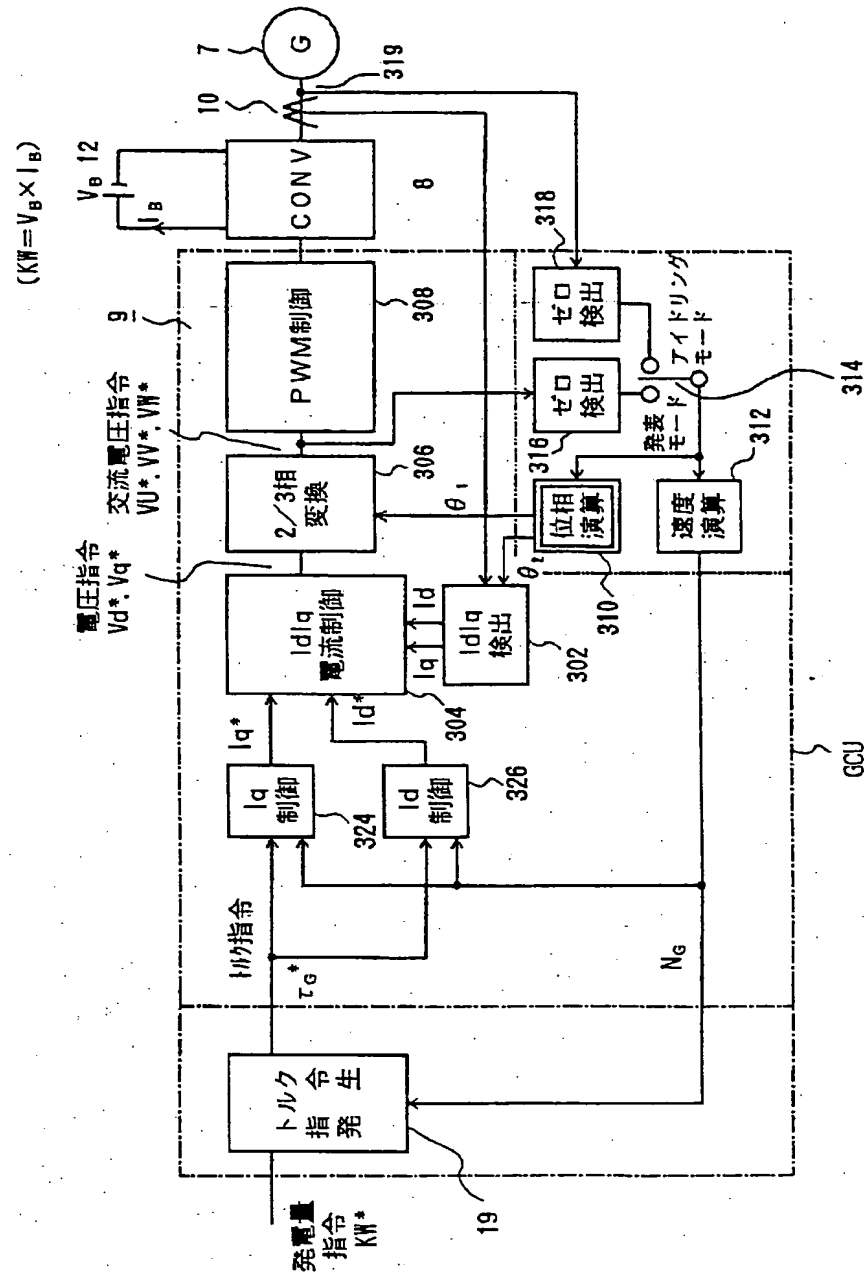
【図3】

図 3

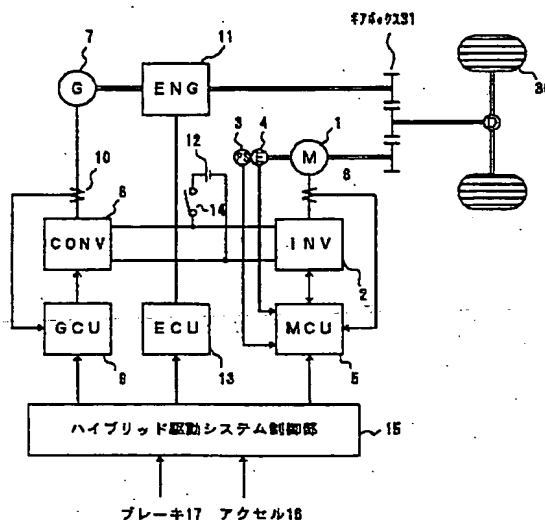


【図4】

図 4



13



【補正内容】

【0020】図3に、電動機ユニット5のP S M制御手段51のブロック図を示す。P S M制御手段51は、I d I q検出器202、I d I q電流制御手段204／3相変換手段206、P W M制御手段208及び位相演算手段210、速度演算手段212を備えている。速度演算手段212は、エンコーダ3に接続され、位相演算手段210は磁極位置検出手段4に接続されている。さらに速度演算を高効率制御し、最適な I_q^* 、 I_d^* 指令値を発生させるために I_q 制御手段224及び I_d 制御手段226を備えている。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

【補正内容】

【0021】PS制御手段51において、トルク分電流に相当するq軸電流の指令値 I_q^* は、トルク指令値 τM^* と電動機1の回転数をもとにIq制御手段224で算出する。同様に、d軸電流の指令値 I_d^* も、トルク指令値 τM^* と電動機1の回転数をもとに、Id制御手段226で算出する。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正内容】

【0023】さらに、2/3相変換手段206において、2相/3相の座標変換して3相交流電圧指令値 VU^* 、 VV^* 、 VW^* を算出する。PWM制御手段208はこの電圧指令値 VU^* 、 VV^* 、 VW^* から三角波信号の搬送波信号との比較処理を行って、インバータ2の駆動信号であるPWM信号を発生し、インバータ2を駆動する。このようにして電動機1にPWM制御された電圧を印加することにより、電動機電流を電流指令値 I_q^* 、 I_d^* に制御する。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0024

【補正方法】変更

【補正内容】

【0024】なお、2/3相変換処理206、IdIq検出手段202の座標変換処理で使用する位相角 θ_1 は位相演算手段210において、電動機1の誘起電圧と同位相の信号を出力する磁極位置検出器4、回転角度信号（パルス信号）を出力するエンコーダ3の各出力から算出する。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0025

【補正方法】変更

【補正内容】

【0025】この磁極位置検出器4の出力信号と電動機電流 I_1 、誘起電圧 E_0 に対する位相角 θ_1 の位相関係を図5に示す。位相信号は、エンコーダ3のパルス信号を累積する位相演算手段210で演算され、鋸波状信号となる。磁極位置検出器4の出力信号である磁極位置信号は、電動機1の誘起電圧 E_0 と同期させる。このような処理を行うことによって、電動機1は、トルク指令値 τM^* のトルクで、かつ損失を最小とする、高効率で制御される。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0030

【補正方法】変更

【補正内容】

【0030】電動機への印加電圧一定とし、進み角 β を可変としたトルク特性を図7に示す。同期トルク及びリアクタンストルクの和が発生トルク τM である。このように（1）式の ρ が1よりも大きい逆突極特性をもつ同期電動機は進み角 β が45度付近で最大トルクを発生するので、この角度以上で制御される。このような動作で電気自動車は駆動される。

【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0031

【補正方法】変更

【補正内容】

【0031】図4は、PSG制御手段91の構成例を示すブロック図である。PSG制御手段91、IdIq検出器302、IdIq電流制御手段304、2/3相変換手段306、PWM制御手段308及び位相演算手段310、速度演算手段312を備えている。位相演算手段310及び速度演算手段312の入力信号は、アイドリングモードと発電モードを切り替えるモード切替手段314を介してゼロ検出器316もしくは318に選択的に接続される。発電モード時において、ゼロ検出器316は、2/3相変換手段306の出力である交流電圧指令値 VU^* のゼロクロス点を検知する。また、ゼロ検出器318は、アイドリングモードにおいて、発電機7の出力端319から得られる発電機の誘起電圧のゼロクロス点を検出する。

【手続補正10】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】さらに、 I_q^* 、 I_d^* 指令値を出力するIq制御手段324及びId制御手段326を備えている。発電トルク指令発生手段19は、発電量指令 KW^* と速度演算手段312で演算した発電機回転数 NG をもとに、発電トルク指令 $\tau G^* = k \times KW^* / NG$ を生成する。ただし、 k は定数。

【手続補正11】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0033

【補正方法】変更

【補正内容】

【0033】PSG制御手段91において、トルク分電流に相当するq軸電流の指令値 I_q^* は、トルク指令値 τG^* と発電機回転数 NG をもとにIq制御手段324

で算出する。また、 d 軸電流の指令値 I_d^* も、トルク指令値 τG^* と速度演算手段312で演算した回転数 N_G をもとに、 I_d 制御手段326を介して算出する。

【手続補正12】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0034

【補正方法】変更

【補正内容】

【0034】PSG制御手段91における I_q 制御手段324、 I_d 制御手段326は、回転数 N_G をもとに高効率制御に必要な電流指令値 I_q^* 、 I_d^* を算出する。なお、本発明では回路構成を簡単にし、かつエンジンルームの限られたスペースファクタを考慮して、回転センサ（磁極位置検出器とエンコーダ）を用いないセンサレス制御を採用している。すなわち、発電機7の速度 N_G は、回転センサを用いて検知せず、次のように演算処理して求める。まず、シフトスイッチがアイドリングモードの時、エンジンはアイドリング回転数であり、コンバータ8を停止して発電制御を行わない。このときは、発電機7の出力端319から得られる発電機の誘起電圧のゼロ検出信号をもとに、位相演算や速度演算を行う。エンジンがアイドリング回転数より高い回転数になるとともに発電モードに切り替えて発電制御を開始する。位相演算手段310は、交流電圧指令 V_u^* のゼロクロス点をもとに位相演算を行う。このように、前記交流発電機の電流制御方式として、 d 、 q 軸電流制御処理の内部データである交流電圧指令 V_u^* の位相信号を用いて、電流制御処理で使用する位相信号 θ_1 を作成する。

【手続補正13】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0035

【補正方法】変更

【補正内容】

【0035】 I_d 、 I_q 検出手段302は、発電機電流の3相交流電流をもとに位相信号 θ_1 を用いて3相/2相の座標変換して d 、 q 軸電流 I_d 、 I_q を算出する。これらの検出値と指令値 I_q^* 、 I_d^* をもとに I_d 、 I_q 電流制御手段304は、比例あるいは比例積分補償処理を行い、電圧指令値 V_q^* 、 V_d^* を算出する。

【手続補正14】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0037

【補正方法】変更

【補正内容】

【0037】次に、センサレス発電機制御の動作を図8から図10を用いて説明する。図8に、発電機7のベクトル図を示す。発電機システムは電動機システムに回生動作を行わせて、バッテリー12を充電する。従って、 q 軸電流 I_q が負で進み角 β は電気角で90度以上で動作する。さらに、発電機端子電圧 V_1 は誘起電圧 E_0 に

対して相差角 δ だけ遅れている。

【手続補正15】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0038

【補正方法】変更

【補正内容】

【0038】図9に示すように、3相交流電圧指令値 V_u^* のゼロクロス点をゼロ検出手段316で検出する。位相演算手段310はゼロクロス点 t_1 、 t_2 で位相信号 θ_1 を θ_{11} 、 θ_{12} に補正することにより、仮想の磁極位置信号 $PS-U$ （ U 相信号）に対して相差角 δ だけ遅れた位相信号 θ_1 を算出する。この位相信号 θ_1 をもとに、図4の d 軸電流制御系は発電機電流 i_u を仮想信号 $PS-U$ に対して進み角 β （ $\beta = \text{ATAN}(I_d/I_q)$ ）だけ進んだ電流に制御して発電機制御動作を行わせる。

【手続補正16】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0039

【補正方法】変更

【補正内容】

【0039】相差角 δ は、図10に示すように、発電量 P に対して、予め、相差角 δ_1 、 δ_2 の値を求め、発電量 p_1 、 p_2 に対応した発電トルク指令値 τG_1^* 、 τG_2^* と相差角 δ_1 、 δ_2 を位相演算手段310にマップ化しておくことにより、センサレス発電機制御が可能となる。従って、このマップは発電トルク指令 τG^* と回転数 N_G を入力として、相差角 δ を出力する3次元マップとなる。図10の相差角特性において、同一回転数で発電量 P が小さい場合は、相差角 δ も矢印のように小さくなる。発電量指令 KW と発電機の回転数($\text{min}-1$)が与えられれば、マップ検索で相差角 δ が求められる。そして、位相信号 θ_1 、すなわち、誘起電圧 E_0 の位相を推定し、電流 I_q^* 、 I_d^* の制御処理で使用する進み角 β の基準信号を算出する。

【手続補正17】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0040

【補正方法】変更

【補正内容】

【0040】このときの発電機のベクトル図を図8に示す。力行もしくは回生の各運転モードで常に高効率点を得るために、発電機電流を電流指令値 I_q^* 、 I_d^* に制御する。すなわち、 I_q^* 、 I_d^* が、最適な進み角 β （ $\beta = \tan^{-1}(I_d^*/I_q^*)$ ）になるように制御される。なお、進み角 β の基準点は図9に示す推定した t_0 時点である。

【手続補正18】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0041

【補正方法】変更

【補正内容】

【0041】図1に戻り、ハイブリッド駆動システム制御部15は、エンジン制御ユニット13にエンジン回転数指令 NE^* を出力し、エンジンが所定回転数になるように制御する。また、アクセルペダル16の操作量に応じて、電動機制御ユニット5に電動機トルク指令 τM^* を送る。また、アクセルペダル16の操作量に対して、バッテリー12の状態に応じてエンジン回転数指令 NE^* と発電機制御ユニット9の発電量指令 KW^* を各ユニット9, 13に送り、アクセルペダル16の操作量が増加或いは一定の時は電動機1を力行モードで動作させ、バッテリー12の充電を行い、車両の加速性を向上させる。

【手続補正19】

【補正対象書類名】明細書

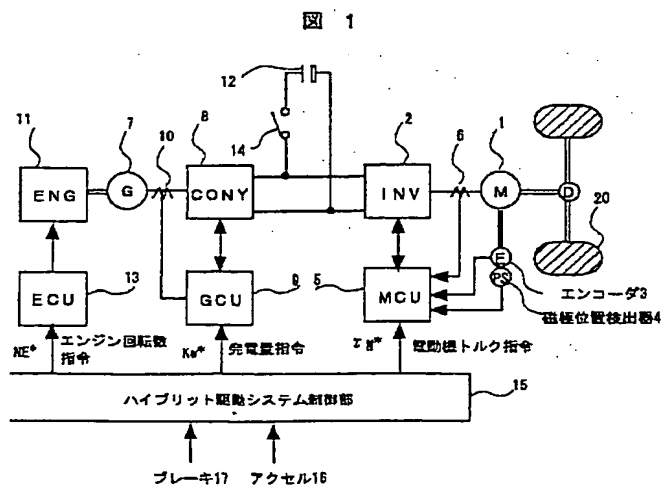
【補正対象項目名】0043

【補正方法】変更

【補正内容】

【0043】以上述べた実施例から明らかなとおり、本発明において、コンバータ8のパワー素子の変調方式が、たとえばPWM制御方式の場合、インバータ2の場合も同一の変調方式とする。また、発電機制御ユニット9は、電動機制御ユニット5と同じ構成、制御方式である。すなわち、電動機制御ユニット5と発電機制御ユニット9は、交流電動機、交流発電機の電流制御方式を同一とし、また、電流制御方式を励磁成分とトルク成分で示す dq 軸電流制御とする。上記のような構成及び制御方式とすることにより、両変換器の dq 軸電流制御系の応答を同一にする、あるいは任意の特性に選択することができる。以上の構成と動作を行うことにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を、車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化することが可能である。

【図1】



【手続補正20】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0049

【補正方法】変更

【補正内容】

【0049】図13は、本発明を電気車用平行型ハイブリッド駆動システム構成に適用した例を示しており、ガソリンエンジンの駆動力と電動機駆動システムの駆動力で車両を駆動する。31はギアボックスである。この実施例でも、電動機制御ユニット5及び発電機制御ユニット9は、先の実施例で述べたのと同様に構成することにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答を車両駆動用の電動機制御系と同等に高応答化することが可能である。

【手続補正21】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0051

【補正方法】変更

【補正内容】

【0051】また、上記同一主回路構成の制御方式も同じとすることにより、バッテリーを充電する発電機制御系の応答特性を、より一層高応答化することが可能となる。また、交流発電機の電流制御方式を、角度センサであるエンコーダや磁極位置センサで構成する回転センサを用いないセンサレス制御とすることにより、ハイブリッド駆動システムの省スペース化を図ることが可能となる。

【手続補正22】

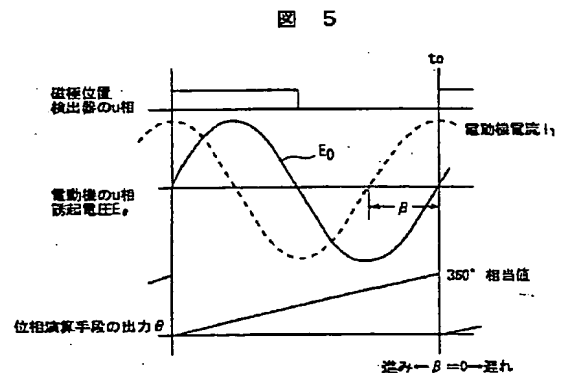
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

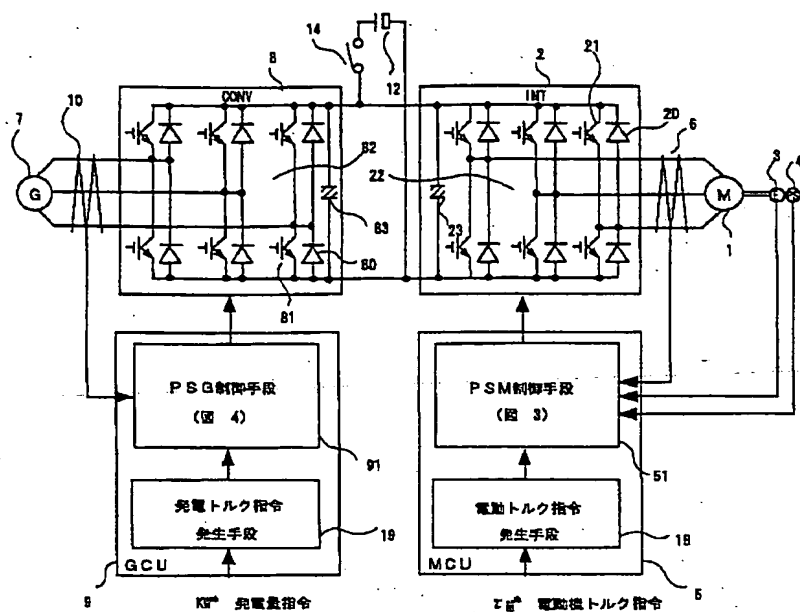
【補正方法】変更

【補正内容】

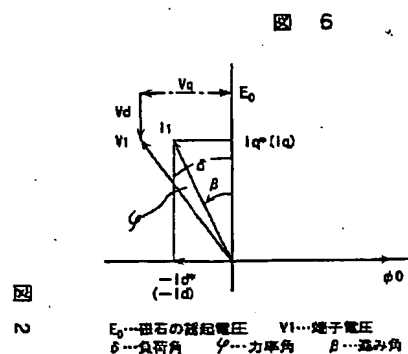
【図5】



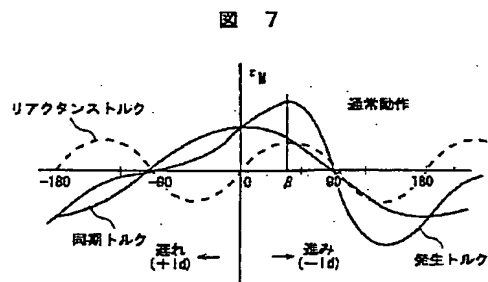
【圖 2】



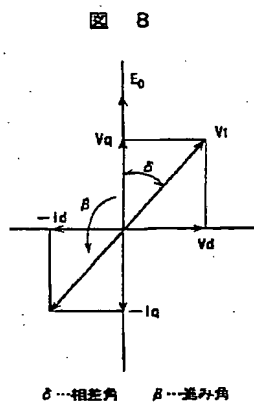
【图 6】



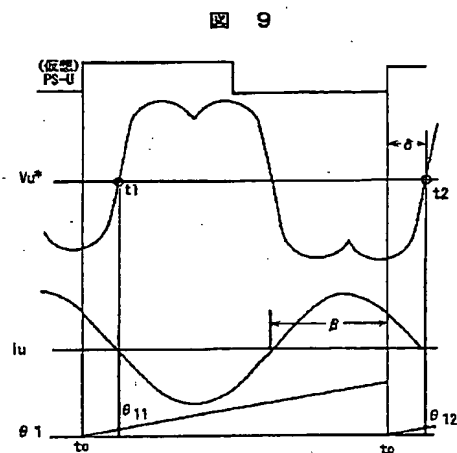
【图7】



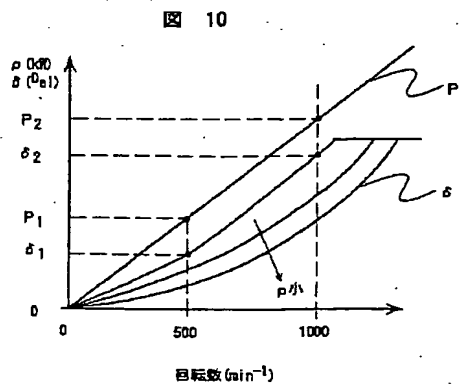
【图8】



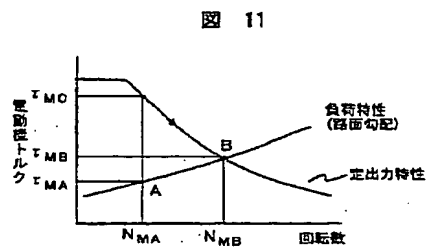
【图9】



【図 10】

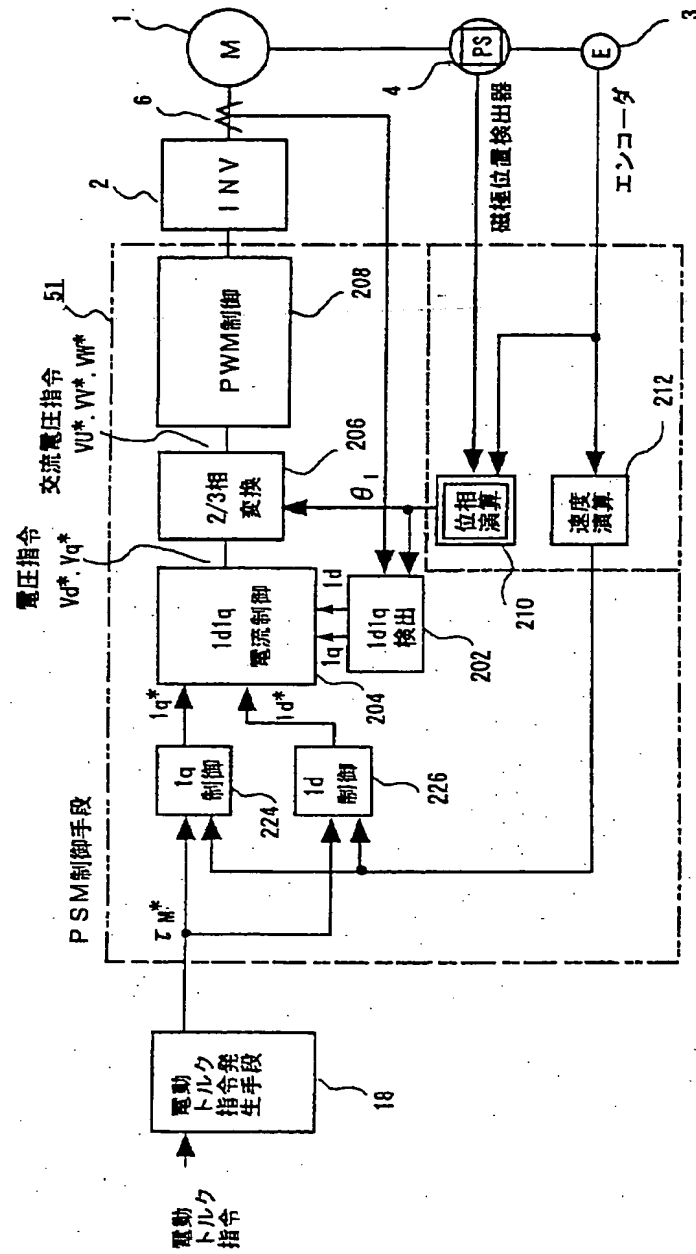


【図 1 1】



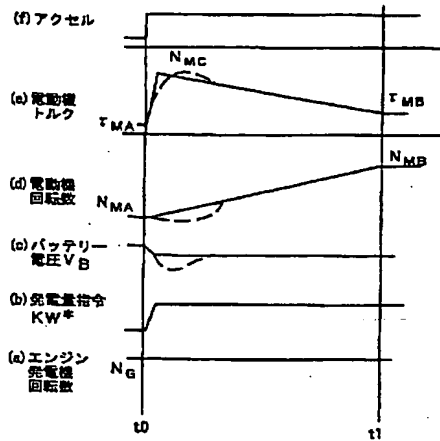
【図3】

図 3



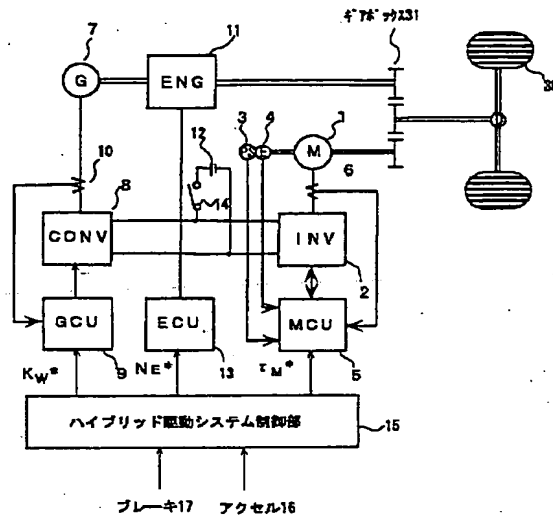
【図12】

図 12



【図13】

図 13



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁶

識別記号

H 0 2 M 7/5387

7/797

H 0 2 P 7/63

3 0 3

F I

H 0 2 M 7/5387

Z

7/797

H 0 2 P 7/63

3 0 3 V

(72) 発明者 宮崎 泰三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
式会社日立製作所日立研究所内